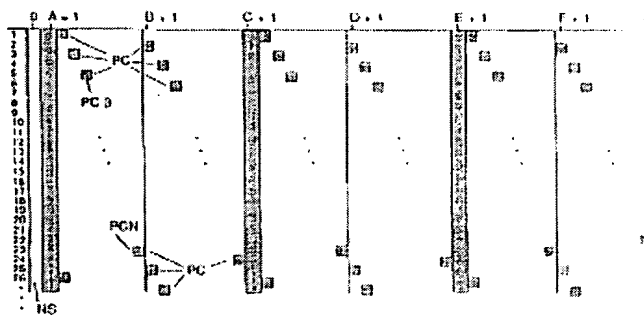


Patent number: US62226337
Publication date: 2001-05-01
Inventor: LAABS JUERGEN (DE); KLANK OTTO (DE)
Applicant: THOMSON BRANDT GMBH (US)
Classification:
- international: H04L7/02; H04L5/06
- european: H04L27/26M1R1, H04L27/26M1R3, H04L27/26M5C3
Application number: US19960600963 19960530
Priority number(s): DE19934330665 19930910; DE19934330672 19930910;
EP19940104156 19940317; WO1994EP02884
19940831

 WO9507581 (A1)

A method and device in which only a single symbol is required for synchronization, and which permits the detection of appreciable deviations from the normal receiver oscillator frequency or of a deviation of the transmitter frequency from the given frequency pattern, and the correction of the oscillator frequency. The invention further includes an evaluation method for the signal which contains a multiplicity of modulated carriers. In a decoder, additional sequences are evaluated after demodulation and differential reconversion by means of a correlation.



2004-03-11

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11)特許出願公表番号

特表平9-502318

(43)公表日 平成9年(1997)3月4日

(51)Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I
H 0 4 J 11/00		8949-5K	H 0 4 J 11/00 Z
H 0 4 L 5/06		8949-5K	H 0 4 L 5/06
7/00		7741-5K	7/00 F
27/18		9297-5K	27/18 Z
27/34		9297-5K	27/00 E
審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 45 頁)			

(21)出願番号 特願平7-508434
 (86)(22)出願日 平成6年(1994)8月31日
 (85)翻訳文提出日 平成8年(1996)3月7日
 (86)国際出願番号 PCT/EP94/02884
 (87)国際公開番号 WO95/07581
 (87)国際公開日 平成7年(1995)3月16日
 (31)優先権主張番号 P4330665.9
 (32)優先日 1993年9月10日
 (33)優先権主張国 ドイツ (DE)
 (31)優先権主張番号 P4330672.1
 (32)優先日 1993年9月10日
 (33)優先権主張国 ドイツ (DE)

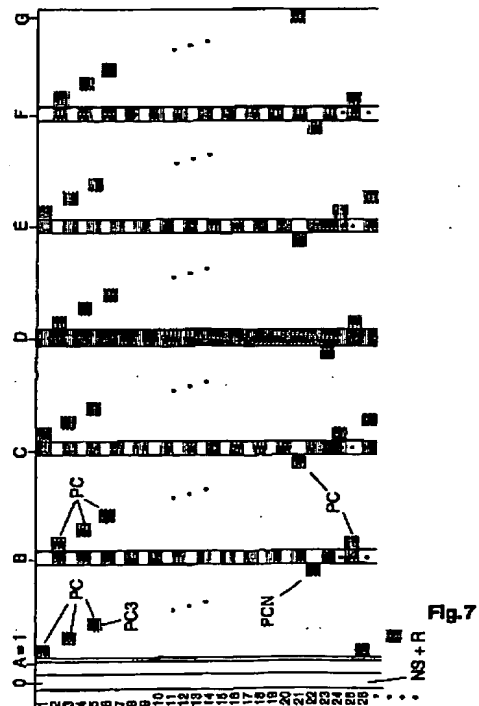
(71)出願人 ドイチェ トムソン・ブラント ゲーエム
 ベーハー
 ドイツ連邦共和国, デー—78048 ヴィリ
 ンゲン・シュヴェニンゲン, ヘルマン・シ
 ユヴェーアー・シュトラッセ 3番
 (72)発明者 クランク, オット
 ドイツ連邦共和国, デー—31274 レーア
 テ, アレンシュタイナー・シュトラッセ
 12番
 (74)代理人 弁理士 伊東 忠彦 (外1名)

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 OFDM方式の基準信号の伝送方法

(57)【要約】

OFDM、QPSK変調及びQAMのようなデジタル放送信号の地上伝送の種々の方法が知られている。かかる方式に関係する主な問題の一つは、受信機がスイッチオン又は別のチャンネルに同調されたときの同期である。本発明は、同期信号の長さの一部の区間で信号の電力がゼロ又は略ゼロに固定されることを要求する。別の時間の一部の区間で、残りの信号に使用される変調とは異なり、例えば、多数のCAZACシーケンス、又は、中心に置かれた搬送波によって変調されたビットシーケンスのような最適な自己相関特性を有する少なくとも一つのシーケンスを含む変調を利用することが可能であり、上記シーケンス内のビットの間の間隔は、OFDMシンボルの走査に使用される時間間隔又は上記時間間隔の倍数に一致し、或いは、シンボルの有効な長さの半分は他の全ての搬送波だけに使用される。その結果として、一つのシンボルだけが同期のために必要である。受信機において、粗い同期は、部分的なシンボルを用いてゼロ電力で行なわれ、次いで、同期シンボルの受信信号成分処理され、発振器のフォローアップ制御が行なわれ



【特許請求の範囲】

1. CAZACシーケンスを用いて変調されたデジタル信号を多重変調搬送波(1...26...)と、ゼロシンボル(NS)と、時間周波數位相基準シンボルとを用いるフレームで伝送する方法であって、

上記CAZACシーケンスのどれよりも長い幅を有する少なくとも一つの擬似ランダムシーケンスによって変調された少なくとも一つの更なる基準シンボル(A, C+1, E+1)は、フレーム内で送信されることを特徴とする方法。

2. 上記更なる基準シンボルは時間周波數位相基準シンボルとして同様に使用されることを特徴とする請求項1記載の方法。

3. CAZACシーケンスを用いて変調されたデジタル信号を多重変調搬送波(1...26...)と、ゼロシンボル(NS+R)と、時間周波數位相基準シンボルとを用いるフレームで伝送する方法であって、

上記時間周波數位相基準シンボルは、本質的に外側の搬送波、即ち、最低及び最高の搬送波周波数に配置されたより長い幅を有する上記CAZACシーケンスのどれよりも長い幅を有する少なくとも一つの擬似ランダムシーケンス(A, B, C, D, E, F)によって変調されることを特徴とする方法。

4. 上記ゼロシンボル(NS+R)は、ゼロ電力を有する部分と、上記基準シンボルとして役に立つ部分とに分割されることを特徴とする請求項1乃至3のうちいずれか1項記載の方法。

5. 上記シンボルは、QPSK又はQAM搬送波(1...26.

...)を用いて変調されることを特徴とする請求項1乃至4のうちいずれか1項記載の方法。

6. 上記擬似ランダムシーケンスは、上記変調、好ましくは、QPSK変調の前に差分符号化されることを特徴とする請求項1乃至5のうちいずれか1項記載の方法。

7. 最大長は、場合によってはMシーケンスである上記擬似ランダムシーケンスに対し選択されることを特徴とする請求項1乃至6のうちいずれか1項記載の方法。

8. チャンネルの状態の判定と、次のチャンネルの補正のため、上記基準シンボルは、搬送波と、時間スロット又は時間シンボルとによって定められ、即ち、特定の時間間隔の間の上記搬送波の一部だけを占める更なる特別なシンボル、又は、パイロットセル (PC) と共に使用されることを特徴とする請求項1乃至7のうちいずれか1項記載の方法。

9. - 受信信号 (INP) を復調する復調手段 (DEM) と;

- ゼロシンボル (NS, NS+R) を検出する下流ゼロ信号成分検出手段 (NSD) と;

- 上記復調された受信信号のためのOFDM復号化手段 (OFDM) と;

- 上記ゼロ信号成分検出手段 (NSD) の出力信号によって制御され、上記OFDM復号化手段 (OFDM) を制御し、CAZACシーケンスのどれよりも長い幅を有する少なくとも一つの擬似ランダムシーケンスによって変調された更なる基準シンボル (A, C+1, E+1)、又は、

本質的に外側の搬送波、即ち、最低及び最高の搬送波周波数に配

置されたより長い幅を有する上記CAZACシーケンスのどれよりも長い幅を有する少なくとも一つの擬似ランダムシーケンス (A, B, C, D, E, F) によって変調された時間周波數位相基準信号の何れか一方を付加的に評価する上記復調された受信信号用のデジタル同期評価手段 (DSE) とからなる、請求項1乃至8のうちいずれか1項記載の方法に従って送信又は記憶されたデジタル信号を復号化する装置。

10. 上記擬似ランダムシーケンスは、高速フーリエ変換手段 (FFT) と、差分復調手段 (DDEM) と、相関手段 (COR) とを用いて評価されることを特徴とする請求項9記載の装置。

11. 上記評価の結果と、上記CAZACシーケンスの評価の結果は、上記装置内の周波数変換、及び／又は、PLL-制御された発振器と組み合わせて動作する基準発振器の補正に使用される少なくとも一つの発振器の周波数の補正の役に立つことを特徴とする請求項10記載の装置。

12. 上記付加的に送信された擬似ランダムシーケンスは、上記装置の発振器

の通常の周波数の偏移を判定し、補正するため、或いは、上記受信機端の周波数パターン又は上記送信機の周波数オフセットに対し上記送信機の周波数の偏移を補正するため評価されることを特徴とする請求項 9 乃至 11 のうちいずれか 1 項記載の装置。

13. 必要とされる上記発振器又は周波数変換の精度が得られた後、上記擬似ランダムシーケンスは、評価され続けるが、定められた偏移を上回らない限り影響を与えないことを特徴とする請求項 12 記載の装置。

14. 同期シンボルの区間のゼロ部分 (1) に対し信号の電力がゼロ又は実質的にゼロであるデジタル信号を、多重変調搬送波を使用し、上記信号の帯域幅に亘って分散された上記同期シンボルを有するフレームで伝送する方法であって、

更なる時間区分 (2) の間に、有効シンボル長の半分に他の搬送波だけを全て使用することにより、残りの信号部分 (3) で使用された変調—特に、OFDM 変調—とは異なる変調を利用し、かつ、最適な自己相関特性を有する少なくとも一つのビットシーケンスは上記同期シンボルの上記信号部分で送信され、上記ビットシーケンスの情報シーケンスは最低から最高周波数の順序、又は、その逆の順序で上記搬送波に割り当てられ、その結果によって、粗い同期がゼロ電力を有する部分的なシンボルに基づいて受信機内で行なわれ、次いで、上記同期信号の受信信号成分の評価が上記粗い同期に基づいて行なわれ、次に、シンボルの時間間隔のより精密な判定が行なわれ得ることを特徴とする方法。

15. 上記ゼロ部分 (1) の長さは、OFDM シンボル区間の略半分に対応することを特徴とする請求項 14 記載の方法。

16. 最大の可能な長さよりも短い長さを有するシーケンスが選択され、繰り返し送信されることを特徴とする請求項 14 又は 15 記載の方法。

17. 多重伝送の場合に、同一の基本タイプの変形が使用され、各変形は少なくとも 2 回送信されることを特徴とする請求項 14 乃至 16 のうちいずれか 1 項記載の方法。

18. QPSK 変調の場合に、上記シーケンスは一方のサブチャンネル (I 又

はQ)だけで送信され、データシーケンスは他方のサブ

チャンネル内で一定であることを特徴とする請求項14乃至17のうちいずれか1項記載の方法。

19. QPSK変調の場合に、上記シーケンスは両方のサブチャンネル(I及びQ)で異なるサイン(0又は1)を用いて送信されることを特徴とする請求項14乃至17のうちいずれか1項記載の方法。

20. QAM又はマルチ分解能QAMの場合に、同期信号の変調は最低のレベル、即ち、QPSKベースで行なわれることを特徴とする請求項14乃至19のうちいずれか1項記載の方法。

21. 上記ゼロ部分(1)の間に、-送信機の識別のための-減少した数の搬送波は、上記受信機におけるゼロ成分の検出が著しく影響を受けないような小さい全電力で伝送されることを特徴とする請求項14乃至20のうちいずれか1項記載の方法。

22. フレーム長と、1フレーム当たり有効なシンボルの数と、サンプリングシーケンスの間の関係の最適な選択のため、OFDMシンボルの区間とは僅かに異なる長さは(全)同期シンボルの長さを選択され、上記ゼロ成分(1)は上記同期シンボル内で幾分短縮又は拡張されることを特徴とする請求項14乃至21のうちいずれか1項記載の方法。

23. 上記同期シンボルの信号成分は、周波数域に変換され(41)、次いで、記憶された所望のシーケンスによって複素共役倍され(42)、元の時間域に変換され(43)、これにより得られたチャンネルのインパルス応答は上記シンボルの時間間隔の精密な判定(32, 30)のため使用されることを特徴とする請求項14乃至

22のうちいずれか1項記載の方法に従って送信又は記憶された信号の評価の方法。

24. 相関(45)は、上記周波数域に変換された信号と、上記記憶された所望のシーケンスとを用いて行なわれ、得られた結果は、受信機内で、例えば、ベ

ースバンドのような別の周波数に変換された信号の周波数偏移に関する情報を表わし、周波数変換器の発振器の制御（AFC）に使用されることを特徴とする請求項23記載の方法。

25. 上記周波数域に変換された信号は、上記送信されたシーケンスの配置に対応する区分に再分され、上記個々の区分の部分的な結果は、基本シーケンスの形式に変換されかつ平均化され、上記記憶された所望のシーケンスの基本形式との相関が行なわれ、得られた結果は、上記受信機内で変換された信号の周波数偏移に関する情報を表わし、上記受信機端で上記周波数変換器の発振器の制御（AFC）に使用されることを特徴とする請求項23又は24記載の方法。

26. 個別の搬送波の各々に対し定められた上記同期シンボルの位相の値は、上記搬送波上に変調された（以下の）有用な情報の基準の値として差分変調／復調（44）の際に使用され、或いは、コヒーレント変調／復調の場合に、上記同期シンボルの所定の所望の位相角からの偏移は、上記有用な情報の続いて定められた位相角の補正のため使用されることを特徴とする請求項23乃至25のうちいずれか1項記載の方法。

27. 上記同期シンボルに含まれていない搬送波の基準及び補正の値は、隣接する搬送波の基準及び補正の値から周知の数学的方法

による補間によって得られることを特徴とする請求項23乃至26のうちいずれか1項記載の方法。

28. ー 受信信号（RF）を復調する復調手段（13，TO）と；
ー ゼロ部分（1）を検出する下流ゼロ信号成分検出手段（15）と；
ー 上記復調された受信信号のためのOFDM復号化手段（OFDM）と；
ー 上記ゼロ信号成分検出手段（15）の出力信号によって制御され、上記OFDM復号化手段（17）を制御（18）するデジタル同期評価手段（16）とからなり、

上記同期シンボル信号成分は、上記同期評価手段（16）において周波数域に変換され（41）、次いで、上記装置内に記憶された所望のシーケンスによって複素共役倍され（42）、元の時間域に変換され、得られたチャンネルのインパ

ルス応答は、上記シンボルの時間域の精密な判定(32, 30)のため使用される、請求項14乃至22のうちいずれか1項記載の方法に従って送信又は記憶されたデジタル信号を復号化する装置。

29. 同期シンボルの区間のゼロ部分(1)に対し信号の電力がゼロ又は実質的にゼロであるデジタル信号を、多重変調搬送波を使用し、上記信号の帯域幅に亘って分散された上記同期シンボルを有するフレームでデジタル信号の伝送の方法であって、

更なる時間区分(2)の間に、定められた時間的シーケンスを有し、中心に置かれた搬送波上に変調され、最適な自己相関特性を有する少なくとも一つのシーケンスを有するビットフォーメーションを送信することにより、残りの信号部分(3)で使用された変調-特に、OFDM変調-とは異なる変調を利用し、かつ、上記ビット

の間のスペーシングは、OFDMシンボルのサンプリング又はオーバーサンプリングの際に使用される時間間隔、又は、上記時間間隔の倍数に対応することを特徴とする方法。

30. 一つのシーケンスC-Fは、上記OFDMシンボルの長さの略4分の1に応答することを特徴とする請求項29記載の方法。

31. 上記シーケンスは2回送信され、好ましくは、512-1の長さを有することを特徴とする請求項29又は30記載の方法。

32. 上記シーケンスのビットの間のスペーシングは、上記OFDMシンボルのオーバーサンプリングに使用される時間間隔の値のn倍に対応し、或いは、上記シーケンスの値は、各々の場合に定められたサンプリングシーケンスでn回連続的に送信されることを特徴とする請求項29乃至31のうちいずれか1項記載の方法。

33. 上記同期シンボル信号成分は記憶された所望のシーケンスと相関させられ(31)、得られた結果は、受信機において、例えば、ベースバンドのような別の周波数に変換された上記信号の周波数偏移に関する情報を表わし、上記受信機の周波数変換器の発振器を制御(AFC)するため、上記相関に使用された

変化のない上記シーケンスで行なわれたサンプリングの n 番目毎の値に限り使用され、或いは、 n 番目毎に得られた値だけが使用される場合に n 回の相関は 1 乃至 n 個のサンプリング間隔だけオフセットしたシーケンスを用いて受信機内で実行され、最高のピークの値を有する結果だけが更に使用されることを特徴とする請求項 29 乃至 32 のうちいずれか 1 項記載の方法に従って送信又は記憶された信号の評価の方法。

34. 上記相関は 1 乃至 n 個のサンプリング間隔だけオフセットしたシーケンスで実行され、 n 番目毎に得られた値だけが使用される場合に、 n 回の相関の結果は平均化される (32) ことを特徴とする請求項 33 記載の方法。

【 発 明 の 詳 細 な 説 明 】

O F D M 方式の基準信号の伝送方法

本発明は、変調周波数の多重度を用いるフレームのデジタル信号伝送の方法と、対応する上記信号の評価方法と、対応する復号化の装置とに関する。

先行技術

O F D M (直交周波数分割多重) 、 Q P S K (直交位相シフトキーイング) 変調及び Q A M (直交振幅変調) のようなデジタル放送信号の地上伝送の種々の方法が知られている。かかる方式に関係する主な問題の一つは、受信機がスイッチオン又は別のチャンネルに同調されたときの同期である。

完全なゼロと、所謂 T F P C (時間周波數位相制御) シンボルが連続的に伝送され、受信機における特定の方法で評価される D A B (デジタルオーディオ放送) のための上記タイプの同期方法は周知である。伝送されるべき有効な情報の信号電流と同一の方法で、T F P C シンボルは、O F D M 多重搬送波方式の個々の搬送波又は周波数に割り当てられる。評価の目的のため、サンプルは周波数表現に変換され、その形式で評価され、結果は元の時間域に変換される。このタイプの C O F D M (符号化直交周波数分割多重) 変調はドイツ国特許出願第 412871 3 号明細書に記載されている。

本発明

本発明は、同期のため一つのシンボルしか必要とされず、かつ、通常の実機機の発振器の周波数の顕著な偏移又は所定の周波数パターンからの送信機の周波数の偏移の検出と、発振器の周波数の補正とを実現可能な方法を明細に記すという目的に基づいている。上

記目的は請求項 1 、 3 、 1 4 及び 2 9 に記載された方法によって達成される。

本発明は、更に、上記本発明に従って伝送された信号の評価方法を明細に記すという目的に基づいている。かかる目的は請求項 2 3 及び 3 3 に記載された方法によって達成される。

本発明は、更に、上記本発明による方法を実施する装置を明細に記すという目的に基づいている。かかる目的は請求項 9 及び 2 8 に記載された装置によって達

成される。

伝送された信号は、多重の変調搬送波（例えば、ワインスタイン(Weinstein, S.B.)他による“離散フーリエ変換を用いる周波数分割多重化によるデータ伝送(Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform)”、IEEE通信技術学会誌、COM-第19巻、第15号、1971年10月、及び、ヒロサキ(Hirosaki, B.)による“離散フーリエ変換を用いる直交多重QAM方式(An Orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform)”、IEEE通信技術学会誌、COM-第29巻、第7号、1981年7月に記載されているOFDM変調)を含む。QPSK及び／又はQAM変調は、例えば、3個の搬送波に使用することができる。全チャンネル容量の中の特定の量は、同期とチャンネルの評価／補正のデータのため確保される。

本発明による解決法の場合、信号の電力は、同期シンボル区間の一部の間でゼロ又は実質的にゼロである。更なる時間区分の間、残りの部分で使用されるOFDM方法とは異なる変調方法を適用することが可能である。上記部分の変調は、例えば、M系列（シーケンス）、即ち、最大長のPRN（擬似ランダム雑音）シーケンス、又は、特定の数の所謂CAZACシーケンス（一定振幅ゼロ自己相関）のような最適自己相関特性を有する少なくとも一つのシーケンスを含む。上記タイプのCAZACシーケンスは欧州特許出願第05

29421号明細書に記載されている。

時間的順序で定義され、かつ、中心に置かれた搬送波上に変調されたかかるビットシーケンスは、周波数、OFDMシンボルを（オーバー）サンプリングする際に使用された時間間隔又は上記多数の時間間隔に対応する一つ又は複数のシーケンスのビットの間の間隔に割り当てられた情報シーケンスの代わりに伝送することが可能であり、或いは、すべてのそれ以外の搬送波だけが有効シンボル長の半分の間使用される。

ゼロ電力の部分の長さは、（OFDM）シンボル区間の略半分に対応し、その結果として、一つのシーケンスは上記シンボルの略4分の1の長さを有する。例

例えば、テレビジョン伝送方法の場合、2048個の可能な搬送波（FFT／高速フーリエ変換の長さ）の中の1900個が効率的に利用されるならば、同期シンボルの信号部分に950個の使用可能な搬送波が生じる。その結果として、512-1の長さを有するMシーケンスを、約1.85回伝送することができる。シーケンスの各値（例えば、0又は1）には、搬送波の位相角、例えば、QPSKの場合、0°と180°が割り当てられる。別の搬送波の位相の割当は、便宜上、2番目のシーケンスの $1.85 - 1 = 0.85$ 即ち85%の成分のため選択される。より高レベルのQAM、例えば、テレビジョン伝送の場合の64QAMの場合、QPSK方式に対応する基本的な値だけが同期信号の信号成分、即ち、90°ずつ異なり一定振幅を有する4個の位相角に使用される。

QPSK変調の場合、シーケンスは一方のサブチャンネル（I又はQ）だけで伝送され、他のサブチャンネルのデータシーケンスは一定である。別の解決法の場合、シーケンスは両方のチャンネル（I及びQ）で伝送されるが、別のサインが用いられる（0及び1）。より高いレベルのQAM又は所謂マルチ分解能のQAMの場合、同期信号の変調は、最低のレベル、即ち、QPSKの基底で行なわれる。

提案された同期信号の分割には、同期シンボルのゼロ成分及び実際の信号成分が、各々、シンボル区間の略半分を占める多重路受信の場合、有効シーケンスの区間まで、即ち、信号成分の長さ、従って、シンボル区間の半分までの遅延時間差を識別することが依然として可能であるという利点がある。この間隔は、使用される保護間隔の長さよりも一般的に長いので、極めて、又は、僅かでも改良された多重路伝播からの保護が得られる。ゼロ成分の間、全部で非常に小さい電力しかないので、これによって受信機のゼロ成分の検出が著しく影響を受ける送信機の識別のため、減少した数の搬送波を更に伝送することが可能である。フレーム長と、1フレーム当たり有効なシンボルの数と、サンプリングシーケンスの間隔の最適な選択のため、OFDMシンボルの区間とは僅かに異なるよう同期シンボルの長さを選択することが可能であり、ゼロ成分は上記同期シンボル内で幾分短縮又は拡張される。

受信機において計算の複雑さを低減させるため、かつ、受信機において特定の形式の評価を可能にするため、非常に短いシーケンスを選択し、対応した頻度で送信することができる。

シーケンスのビットの間の間隔は、OFDMシンボルのオーバーサンプリングの間に使用される時間間隔の値の n 倍に対応し、以下ではこの間隔を n スペーシング(spacing)と呼ぶ。

950個の使用可能な搬送波の場合に59.4重の繰り返しを意味する16の長さを有するCAZACシーケンスを使用することが好ましい。正確に一致した配置の繰り返しによって相関の評価の間に曖昧さを生じるので、以降のシーケンスは、別の変調角度への割当の選択と、一定の角度変化の加算とによって修正される。新しく得られた各シーケンスは、相関の曖昧さのため2回送信されるので、上記選択された例の場合、全体で29個の対と、単一のシーケンスとが生成される。変調を搬送波シーケンスによって直接的に行なう

のではなく、別々に行なうことが可能である。より詳細な説明は、ドイツ国特許出願第4128713号明細書に記載されている。

上記方法のための受信機において、例えば、同期パルスは、ベースバンドに変換された受信信号の整流とフィルタリングとによって得られ、フレーム開始又はシンボルウィンドウを定めるため使用されるので、粗い同期がゼロ電力を有する部分的なシンボルに基づいて行なわれる。次いで、受信同期信号の信号成分の評価が粗い同期に基づいて行なわれ、その後、一つ又は複数のシンボルによって占有された時間のより精密な判定が行なわれる。

上記目的のため、有効な情報の信号成分の場合と同様に、時間的なシーケンス中にサンプリングされた信号は、FFTによって周波数域の表現に変換され、-受信機に記憶された-対応する所望のシーケンスによって上記形式で(実数部分に対応する)複素共役倍され、その結果は実質的に元の時間表現に変換される。かかる結果はチャンネルのインパルス応答を表わし、このチャンネルのインパルス応答に従って1シンボル当たりサンプルされるべき時間間隔(シンボルウィンドウ)は、できるだけ多数のインパルス応答が含まれるような形で定められる。

この目的のため、フレームと同期して動作するカウンタは、対応して増加又は減少させられる。

同期シンボルと、受信機に記憶された所望のシーケンスの周波数表現に変換された信号部分と、引き続く計算上の評価との相関は、別の周波数（例えば、ベースバンド）に変換された受信信号の周波数偏移に関する情報を提供し、かかる周波数偏移は、ディジタルーアナログ変換とフィルタリングの後、局部発振器の周波数制御に使用される。より短い長さのシーケンスの繰り返しの伝送の場合、FFTによって得られた結果は区分単位でシーケンスの基本形式に変換され、区分単位で平均化され、より短い長さを使用する相関だけが実行される。

n スペーシングの場合、受信されたシーケンスの記憶された所望

のシーケンスとの相関は、評価の目的で行なわれる。相関の結果はチャンネルのインパルス応答を表わし、このチャンネルのインパルス応答に従って1シンボル当たりサンプルされるべき時間間隔（シンボルウィンドウ）は、できるだけ多数のインパルス応答が含まれるような形で定められる。

より短いシーケンスの拡張された伝送の場合、好ましくは、相関の間に、変化のないシーケンスを用いて実行されたサンプリングのn番目毎の値だけが使用される。或いは、n番目に得られた値だけが使用される場合、n回の相関が1乃至n個のサンプリング間隔だけオフセットさせられたシーケンスを用いて受信機内で実行される。上記例の場合、最大のピーク値を有する結果だけが使用されるか、或いは、n個の相関の結果が平均化される。原理的に、夫々のn個のサンプルの平均化を行ない、次いで、その結果を用いて相関を実行することが可能である。

上記例の場合、一つ又は複数の相関は、受信されたシーケンスの周波数表現への変換と、対応する所望のシーケンスによる複素共役乗算と、逆変換とによっても実現される。上記例の場合、同期シンボルのゼロ成分と実際の信号成分が各々シンボル間隔の約半分を占めるならば、有利な設計が得られる。多重路受信の場合、許容可能な遅延時間は有効シーケンス長の区間の長さであり、即ち、2重伝送の場合、信号成分の長さの半分、従って、同期信号区間の4分の1までの長さ

であり、この区間は慣例的に使用される保護間隔に略対応している。

送信された信号は、特定の数のCAZACシーケンス（一定振幅ゼロ自己相関）によって変調された時間周波數位相基準シンボルを含む場合がある。少なくとも上記CAZACシーケンスのどれよりも長い擬似ランダムシーケンスによって変調された更なる基準シンボルは、各フレームで付加的に送信される。

本発明の他の一実施例によれば、最初に説明した時間周波數位相

基準シンボルのCAZACシーケンスの中には、上記CAZACシーケンスの何れよりも長い幅を有する少なくとも一つの擬似ランダムシーケンスによって置換されているものがあり、かかるより長いシーケンスは、好ましくは、外側の搬送波、即ち、最低及び最高の周波数に配置されている。

上記擬似ランダムシーケンスは差分モードで符号化することが可能である。符号語はQPSKを用いて搬送波上に変調されることに利点がある。

擬似ランダムシーケンスによって、例えば、 2^{m-1} の最大長さを使用することにより最適な自己相関特性（例えば、Mシーケンス）を得ることが可能である。

復号化器において、上記付加的なシーケンスは、復調（FFTを含む）と差分的な再変換の後、相関によって評価される。CAZACシーケンスは、欧州特許出願第0529421号明細書に記載された方法で評価される。

これにより得られた情報は：

- 受信機における周波数変換；
- 又は、例えば、乗算器のような同様の配置において；
- 又は、例えば、PLL-制御発振器における基準発振器の補正に使用される少なくとも一つの発振器の周波数を補正するため使用することが可能である。

付加的な擬似ランダムシーケンスは、拡張された領域情報として役立ち、判定、補正されるべき、或いは、送信器の周波数が所定のパターン（オフセット）から偏移がある場合に判定、補正されるべき通常の受信機の発振器の周波数の著しい偏移を許容する。

送信された擬似ランダムシーケンスは、必要とされる発振器又は周波数変換の精度が得られた後に更に評価される。しかし、上記結果は、定められた偏移の範

囲を超えない限り、影響を与えない。

更なる特長として、C A Z A C シーケンスと付加的な擬似ランダム

ムシーケンスによって変調された複数のシンボルをフレーム内で使用することが可能である。

基準シンボルは、時間周波數位相シンボルとして役立つ利点が得られる。

両方のタイプの上記基準シンボルは、チャンネルの状態の判定と、次のチャンネルの補正のため、搬送波と時間ウィンドウ又は時間シンボルとによって定められ、即ち、特定の時間間隔に搬送波の一部だけを占める更なる特別なシンボル、或いは、パイロットセルと共に使用することが可能である。

原理的に、本発明の方法は、多重変調搬送波と、ゼロシンボルと、時間周波數位相基準シンボルとを用いるフレームでC A Z A C シーケンスによって変調されたデジタル信号を伝送する適当な方法であって、

上記C A Z A C シーケンスのどれよりも長い幅を有する少なくとも一つの擬似ランダムシーケンスによって変調された少なくとも一つの更なる基準シンボルはフレームで送信され、又は、上記時間周波數位相シンボルは、本質的に外側の搬送波、即ち、最低及び最高の搬送波周波数に配置されたより長い幅を有する上記C A Z A C シーケンスのどれよりも長い幅を有する少なくとも一つの擬似ランダムシーケンスによって変調される。

本発明による方法の有利な展開は、関連する従属項に記載されている。

原理的に、本発明による方法によって送信されたデジタル信号を復号化する発明の装置は：

- 受信信号を復調する復調手段と；
- ゼロシンボルを検出する下流ゼロ信号成分検出手段と；
- 上記復調された受信信号のためのOFDM復号化手段と；
- 上記ゼロ信号成分検出手段の出力信号によって制御され、上記OFDM復号化手段を制御し、C A Z A C シーケンスのどれよりも

長い幅を有する少なくとも一つの擬似ランダムシーケンスによって変調された更

なる基準シンボル、又は、本質的に外側の搬送波、即ち、最低及び最高の搬送波周波数に配置されたより長い幅を有する C A Z A C シーケンスのどれよりも長い幅を有する少なくとも一つの擬似ランダムシーケンスによって変調された時間周波數位相基準信号の何れか一方を更に評価する上記復調された受信信号用のデジタル同期評価手段とからなる。

本発明による装置の有利な展開は関連する従属項に記載されている。

図面

以下、添付図面を参照して本発明の実施例を説明する。図面中：

図 1 は信号の構造を示す図であり；

図 2 は送信機端のブロック図であり；

図 3 は受信機端のブロック図であり；

図 4 は n スペーシングの場合の受信機の同期のブロック図であり；

図 5 は受信機の同期の他のブロック図であり；

図 6 は、第 1 のモードの同期及び基準信号と、パイロットセルの配置を示す図であり；

図 7 は、第 2 のモードの同期及び基準信号と、パイロットセルの配置を示す図であり；

図 8 は本発明による受信機の他のブロック図であり；

図 9 は図 8 のデジタル同期用の詳細なブロック図であり；

図 10 は基本 C A Z A C シーケンスを示す図である。

実施例

図 1 に示されたフレーム全体 R は、最初に 0 又は略 0 の電力を有するハッチングされた成分 1 を含み、次に有効な信号とは異なる変

調のある同期信号の信号成分 2 を含み、上記成分 1 + 2 は全同期信号を構成する。その後、有効なデータのための OFDM シンボルを有する区分 3 がある。

図 2 の OFDM 信号発生器 5 において、OFDM ベースバンド信号は、有効なデータストリーム D （例えば、テレビジョンビデオデータ）を用いて生成される。同期段 8 において、ゼロ成分と信号成分（シーケンス）とからなる同期シンボ

ルは、クロック信号Cからベースバンドで生成される。クロックと段8で発生するウィンドウ信号は段5において信号のタイミングを制御するので、段5と段8の信号間の同期が設定される。発生させられた二つのベースバンド信号成分は、加算段6で組み合わされる。OFDM信号と同期シンボルを含む加算段6の出力信号は、D/A変換器9を介して変調器10に供給される。上記変調器は端子11に変調されたRF（無線周波）信号を供給する。変調されるべき搬送波信号は、搬送波発振器TOによって変調器10に供給される。

図3の復調器段13において、受信されたRF信号は、発振器TOから入る信号を用いてベースバンドにダウンコンバートされる。段13の出力信号は、一方で、A/D変換器14に供給され、他方で、ゼロ成分を評価する回路15に供給され、その評価の結果はデジタル同期段16における同期信号の信号成分の評価の制御に使用される。上記目的のためデジタル同期段16は、A/D変換器14の出力信号を受け、上記出力信号はOFDM信号処理回路17に付加的に供給されている。段16のフレーム開始とシンボルウィンドウ出力は回路17を制御する。その上、出力信号の同期成分はクロック発生器18を制御し、次いで、クロック発生器18は回路17のための必要とされる制御信号を発生する。データ信号Dは端子19で再び利用可能になり、再現回路のタイミングのためのクロック信号Cは端子20で利用可能である。

図4には、受信機の同期のブロック図が示されている。ベースバ

ンド信号BSは、端子12から $I^2 + Q^2$ 段22の入力へ供給され、その出力はフィルタ23と比較器24を介してタイミング用回路25の入力に接続されている。この例の場合、信号成分IとQの平方が加算され、フィルタリングされ、比較器24において閾値と比較される。これによる結果は、ゼロ成分に対応する同期パルスであり、この同期パルスに対し、フレーム開始とシンボルウィンドウの時間的な仮のポイントが回路25で判定される。回路25の出力信号は、同期モニタリングのための回路26の第1の入力に供給され、回路26の出力はシンボル/フレームカウンタ27の入力に接続されている。デジタル同期シンボルDSは、端子30から相関器31の入力に供給され、ウィンドウ信号35によってタ

イミングを与えられた相関器 3 1 において、受信データシーケンスと記憶された所望のシーケンスが相関させられる。その結果は、チャンネルのインパルス応答を表わすデータの値の時間的なシーケンスである。上記信号を使用して、フレーム開始とシンボルウィンドウの精密なタイミングは、積分及び位置決め回路 3 2 で発生する。信号が予備的なフレームに時間的に先行するか、又は、遅れるかに依存して、対応する位置決め情報が段 3 3 で形成され、同期モニタリング回路 2 6 を介してフレームに転送される。

回路 2 7 の出力端子 2 8 は、フレーム開始とシンボルウィンドウの信号を供給し、ライン 2 9 を介して回路 2 6 の更なる入力に付加的にフィードバックされる。回路 2 7 の第 2 の出力は、ライン 3 4 を介して、相関器 3 1 のウィンドウ信号 3 5 を供給する。クロック発生器からのクロック信号 C は回路 2 7 の制御入力 3 6 に供給される。

図 5 において、ベースバンド信号 B S は、端子 2 1 から $I^2 + Q^2$ 段 2 2 の入力に供給され、 $I^2 + Q^2$ 段 2 2 の出力は、フィルタ 2 3 と比較器 2 4 を介してタイミング用回路 2 5 の入力に接続されている。上記例の場合、信号成分 I と Q の平方は加算され、フィル

タリングされ、比較器 2 4 において閾値と比較される。これにより得られた結果は、ゼロ成分に対応する同期パルスであり、この同期パルスに対し、フレーム開始とシンボルウィンドウの時間的な仮のポイントが回路 2 5 で判定される。回路 2 5 の出力信号は同期モニタリングのための回路 2 6 の第 1 の入力に供給され、回路 2 6 の出力はシンボル／フレームカウンタ 2 7 の入力に接続されている。

端子 3 0 からのデジタル同期シンボル D S は、F F T 回路 4 1 によって周波数域の表現に変換され、次いで、受信機内に記憶された対応する所望のシーケンスによって段 4 2 において複素共役倍される。段 4 2 の結果は、再び F F T⁻¹ 段 4 3 において実質的に元の時間表現に変換される。段 4 3 の出力からの信号は、積分とタイミング供給とを行なう段 3 2 に供給される。段 3 2 の出力からの信号は、補正判定用段 3 0 に供給され、次いで、段 2 6 の第 2 の入力に供給される。

段 4 1 の出力からの信号は、差分復調器 4 4 と、周波数又は搬送波シーケンス

に亘って行なわれた差分復調に続く相関器 4 5 とに付加的に供給される。相関器 4 5 の出力信号は、D / A 変換器 / フィルタ 4 6 において、端子 4 0 で得られる A F C 信号に変換され、局部発振器の周波数制御のため使用される。

シンボル / フレームカウンタ 2 7 は、クロック発生器 4 7 からクロック信号を受ける。シンボル / フレームカウンタ 2 7 の一方の出力は、ライン 3 4 を介して、F F T 段 4 1 に同期シンボルウィンドウパルス 3 5 を供給する。フレーム開始及びシンボルウィンドウのための制御信号は、カウンタ 2 7 のもう一方の出力によって得られる。

基準シンボルと基準セルの分布及び復調に関する以下の説明の部分では、ゼロシンボル（又はゼロ成分を有するシンボル）は、番号“0”に関係付けられ、フレームの基準シンボルは、A = 1、B、C、D、E、F 及び G の番号が付けられている。

第 1 のモード：

図 6 において水平方向にフレーム内のシンボル、垂直方向に搬送波の番号 1 . . . 2 6 . . . が示されている。左側のエッジには、同期の目的のためのゼロシンボル N S が配置されている。シンボル A、C + 1 及び E + 1 は基準シンボルとしての機能を行なう。パイロットセル P C は 2 次元平面上に均等のスペーシングで配置され、即ち、パイロットセルのシーケンスは P C 3 と P C N の間で対応して継続している。略 2 0 0 0 個の搬送波が使用される。

各基準シンボルは、2 5 5 の長さを有する二つの M シーケンス（最大長のシーケンス）と、1 6 （の 2 倍）の長さを有する 4 4 個の 2 重の C A Z A C シーケンスの組の組み合わせを用いて Q P S K 変調されている。M シーケンスは、発生器の多項式 7 1 7 オクト（o c t .）及び 7 4 7 オクトが差分的に符号化され、搬送波位置の“外側”部分（最低及び最高の周波数）に配置されていることを特徴とする。上記 C A Z A C シーケンスは、 $n * \pi / 2$ による回転、差分符号化（周波数上）、2 重化（同一周波数を順番に 2 回）、 $\pi / 2$ の n 倍の位相シフトの加算とによって基本又はソース C A Z A C シーケンスから得られる。上記シーケンスの中の 2 2 個は信号の中心周波数よりも下に配置され、それ以外の 2 2 個の

シーケンスは信号の中心周波数よりも上に配置されている。

図10には、 c_v の実部及び虚部が定められた16の長さを有する基本／ソースCAZACシーケンスが示されている。

対の配置によって、(別個の)隣接するシーケンスからの妨害を受けることなく受信機で行なわれるべき相関が得られる。上記例の場合、2重シーケンスの中の中央部分だけが使用される。

その目的は、時間間隔内にできる限り明瞭かつ明確な単位パルス応答を得ることである。

各基準シンボル内のシーケンスの完全な組は、搬送波のスペーシングの半分のオフセットのような臨界条件を考慮した場合、 ± 20

のシフト又は ± 20 個の搬送波の範囲内の略最適な自己相関特性によって識別される。

i はシンボルの番号、 k は搬送波の番号を表わすとき、パイロットセル $S_{i,k}$ の位置 i 及び k は、以下の式：

第1の組：

$$i = (n) \bmod (L-1) + L \cdot m + 2; \quad k = 2 \cdot n + 1$$

第2の組：

$$i = (n + (L-1)/2) \bmod (L-1) + L \cdot m + 2; \quad k = 2 \cdot n + 2$$

によって定義され、式中、 $n = 0, 1, 2, \dots, M/2 - 1$; $n = 0, 1, 2$ である。 L は C に一致し、 M は搬送波の全数より幾らか小さい数である。 $i = G + 1$ の場合のセルは、 $i = G$ に従って同一搬送波の位置にシフトされ、 $k > m$ の場合の結果は省かれる。

パイロットセルは、例えば、QPSK変調によって固定の位相と振幅を用いて変調される。

上記変調は基準シンボルの変調と一致するよう選択してもよく、このことは、搬送波 k の位置にある各セルが基準シンボルの搬送波 k の位置にあるセルと同一の変調を有することを意味する。

定義されたセルの総数は、例えば、 $(G + 1) / L$ 個の完全なシンボルの容量

を有する。これにより、ゼロシンボルが上記数に含まれるならば、対応して2重の基準信号のシンボル数と、付加的なシンボルの総計が得られる。

第2のモード：

図7では水平方向にフレーム内のシンボル、垂直方向に搬送波の番号1...26...が示されている。左側のエッジには、第1のシンボル $NS + R$ が配置されている。パイロットセル PC は2次元平面上に規則的なスペーシングで分配され、即ち、パイロットセルのシーケンスは $PC3$ と PCN の間に対応して継続している。例えば、略8000個の搬送波が使用される。

第1のシンボル $NS + R$ (番号0) は、0電力 (ゼロ信号成分) の部分と、OFDMデータシンボルの半分の長さを有するOFDM変調“基準”信号を含む動作的部分の二つの時間間隔に分割される。搬送波スペーシングは、従って2倍にされ、これにより、略4000個の搬送波が得られる。シンボル0の動作的部分と、シンボルB、C、D、E、Fの中の一部は、基準シンボルとして使用される。例えば、上記シンボル内で1から8000までの番号を付けられた搬送波は：

- シンボル0の動作的部分：全ての搬送波 (スペーシングは2倍にされている)；位置は別のシンボルの奇数番の搬送波の位置に一致；
- シンボルB及びF：偶数番の搬送波；
- シンボルC及びE：奇数番の搬送波；
- シンボルD：全ての搬送波

のように使用される。

残りのタイムスロット又は基準シンボルのセルは、信号データ (ユーザデータ) の伝送に使用される。これは、1フレーム当たり $(G + 1) / L$ 個の (完全な) シンボルの容量の使用に対応し、

- シンボル0から得られた信号部分はカウントに入れられないか、或いは、ゼロシンボルとして計算に含まれる。上記の方法によれば、基準シンボルのオーバーヘッドは、上記第1のモードの場合と同一である。

シンボル0とDの動作的部分は、511の長さを有するMシーケンス (最大

長のシーケンス) と、16の長さを有するCAZACシーケンスの組の組み合わせを用いてQPSKで変調されている。二つのMシーケンスと、88個の2重のCAZACシーケンスは、シンボル0のため使用され; シンボルDの場合の対応する値は4個のMシーケンスと、176個の2重のCAZACシーケンスである。残りの基準シンボルB、C、E及びFは、例えば、QPSK変調に

よって固定の位相及び振幅で変調される。

Mシーケンスは、(周波数上で) 差分的に符号化され、搬送波位置の“外側”部分(最低及び最高の周波数)に配置されている発生器の多項式 1725オクト、1257オクト、1423オクト及び1443オクトを使用し得る。上記CAZACシーケンスは、第1のモードに関連して説明した方法で得られる。上記配列は信号の中心周波数の下側と上側に対称的に配置されている。第1の基準信号内のシーケンスの完全な組は、搬送波のスペーシングの半分のオフセットのような臨界条件を考慮した場合、1kHzのスペーシングを有する±80個の搬送波に対応する少なくとも±40のシフトの範囲内にある略最適な自己相関特性によって表わされる。同様の条件は、番号Dの基準シンボルの場合にも当てはまる。使用された基本シーケンスと、ソースシーケンスは、上記第1のモードの場合と同一である。シンボル内の配置は異なる場合がある。

図8において、受信又は先に受信され、かつ、記憶された入力信号INPは、復調回路DEMにおいて復調される。受信機の時間的な同期は、下流ゼロ信号成分検出器NSDにおけるゼロシンボルの検出によって始まり、下流ゼロ信号成分検出器NSDは、エンベロープの計算と、整合フィルタリングと、中心の計算とを行なう。これは、アナログ/デジタル又は純粋にデジタル処理の何れかによって行なうことが可能である。ADCにおけるA/D変換に続いて、復調器DEMの出力信号は、ベースバンド信号BBSとして、最終的な出力信号OPを供給するOFDM復号化器OFDMと、OFDMを制御し、クロック発生器CLGに制御データを供給するデジタル同期評価器DSEとに供給される。CLGは、OFDMと、出力の時間的信号TIMとにタイミングを供給する。

図9によれば、時間同期と、周波数同期がDSEにおいて周波数域で並列に行

なわれる。回路 F F T の F F T 処理（高速フーリエ変換）は、検出されたゼロシンボル又はゼロ信号成分に基づいてウィ

ンドウから始められる。時間同期用の区分中に、F F T からの信号 X_k は複素共役シーケンス乗算器 C C S M と逆 F F T 回路 $F F T^{-1}$ とを介して第 1 の評価回路 E V 1 に供給される。フレームの第 1 の基準シンボルは、時間基準として上記回路内で評価される。上記動作は、時間域における相関に等価であると見なしてもよく、チャンネルのインパルス応答を供給する。第 1 又は主インパルス T I M C の先の F F T ウィンドウ又はフレーム開始に対する位置は、F F T ウィンドウとクロック発生器 C L G の微妙な調整 F F T W に使用される。

E V 1 において、チャンネルのインパルス応答から得られたインパルスによって制御されるフレーム同期カウンタは、フレーム開始及び他の時間情報 T I M C と、シンボル開始と、F F T ウィンドウと、例えば、フレーム開始ポイントの間の時間間隔を分割することにより得られたサンプリングレートとを供給する。

周波数同期は、A / D 変換され、F F T 変換されたベースバンド信号 B B S の周波数オフセットの粗い評価より始められる。（変換された）信号 X_k は、差分復調器 D D E M において差分符号化され、基準シンボルの M シーケンス成分の—例えば、C O R に—記憶された基準シーケンスとの相関は、期待される中心ポイントから少なくとも ± 20 個の搬送波のシフトに亘って C O R で行なわれる。別個のシーケンスから得られた結果は、下流の第 2 の評価回路 E V 2 で平均化され、等価的なアナログ値 A F C を形成するためフィルタリングされ、次いで、例えば、復調器 D E M の上流の R F 区分内の 1 台又は複数台のミキシング発振器の補正のため使用される。上記方法の段階は、 ± 5 個未満の搬送波の偏移に達するまで繰り返される。

基準シンボルの C A Z A C シーケンス成分で ± 7 個の搬送波のシフトに亘って行なわれる周波数域における同様の差分復調器 D D E M と相関処理 C O R は、第 1 の近似的な周波数オフセット値を供給

する。更に厳密に言うと、別個の領域 — 各々同一シーケンスを 2 度有する —

は、元のシーケンスに逆変換され、平均化される（E V 2において）。最後に、上記結果で相関が行なわれる。

周波数偏移の厳密な値は、修正された差分復調器の動作と、微妙な相関／計算とによって得られる。上記例の場合、正確な信号点の近傍で相関段階が2回だけ行なわれ、上記2個の結果は周波数偏移を計算するため使用される。第1の近似的な評価と微妙な相関の両方からの情報は、一粗い評価からの情報と組み合わせられて－D/A変換を施され、フィルタリングされ、1台又は複数台のミキシング発振器の周波数基準の補正のため使用される。

第1のモードを一例として上記方法の段階と対応する数学的な説明を以下に示す。搬送波の位置は、この例の場合、0乃至2047のFFTの範囲に従って番号が付けられていることに注意が必要である。

周波数の評価と補正は、粗く近似的な評価と補正の二つの段階で行なわれ、後者を連続的な周波数制御（AFC）と見なすことが可能である。受信された基準シンボル U_k の差分復調は、最初に全長に亘って：

$$V_k = U_{k+1} U_k^*; \quad 65 \leq k \leq 1982$$

に従って行なわれる。

次いで、以下の計算（又は、方法の段階）が粗い評価に対し行なわれる：

$$W_{M1,l} = \sum_{m=0}^{254} V_{M1,m} + 65 Y'_{M1,(m-1) \bmod 255}; \quad -25 \leq l \leq 25$$

$$W_{M2,l} = \sum_{m=0}^{254} V_{M2,m} + 1728 Y'_{M2,(m-1+63) \bmod 255}; \quad -25 \leq l \leq 25$$

$$W_{W,l} = \frac{1}{2} (W_{M1,l} + W_{M2,l})$$

$-25 \leq l \leq 25$ の範囲内の $|W_{W,l}|$ の最大値は、 $I_{1,1}, \dots$ の値を定める。

以下の計算（又は、方法の段階）は、近似的評価に対し行なわれる：

－ 差分的に復調された値 $V_{1,1}, \dots, V_{1,1982}$ を、32の長さを有する44個（中心の下側の22個と上側の22個）の領域に分割し；

— 上記変調スキームに従って44個の領域を以下の位相シフト：

- A . . . D : 0
- E . . . H : $\pi / 2$
- I . . . M : π
- N . . . Q : $-\pi / 2$

を使用するため必要なソースCAZACシーケンスに再変換し；

- 全ての領域の対応する値を平均化し；その結果として32の値の幅が得られ；
-

$$W_{N,l} = \sum_{m=0}^{15} V_m c_{(m-l) \bmod 16}^* ; -7 \leq l \leq 7$$

を評価し；

- $I_{k, \dots, k}$ にあり、 $\Delta f = I_{k, \dots, k} F_c$ を計算するためその結果を用いることが可能である $W_{k, \dots, k} = \max |W_{k, l}|$ を探索

し；

- $I_{k, \dots, k}$ を使用する補正による理論的な中心ポイントから得られた新しい中央値の下側22個と上側22個からなり、32の長さを有する44個の領域を受信基準シンボルの値 U_k から選択し；新しく平均化された値を U'_k として定義する。次に、 C'_k と $C'_{(k+1), \dots, (k+1)}$ に対し図5の文脈を用いる以下の評価を行なう；

$$V'_l = U'_l + 1 U'^{\star}_{l+1} + U'_l + 2 U'^{\star}_{l+1}; \quad 0 \leq l < 16$$

$$B = \sum_{m=0}^{15} V'_m c_m^{\star}$$

$$C = \sum_{m=0}^{15} V'_m c_{(m+1) \bmod 16}^{\star}$$

$$D = 2 W_{N, I_{N, \max}} - B$$

$$E = 2 W_{N, I_{N, \max}} - C$$

$$\Delta f = F_s \left(I_{N, \max} + \frac{EC^{\star} - DB^{\star}}{EE^{\star} + DD^{\star}} \right)$$

最終的な結果 Δf は、44個の結果を平均化することにより計算され；全ての基準シンボルの最終的な Δf の値は、上記の方法で、D/A変換とフィルタリングに続いて、RF区分にある1台又は複数台の基準発振器を制御するため使用される。

図2に示したフレーム構造に従って、Mシーケンス評価区分（M1...M4及び対応する相関範囲）のパラメータを適合させるため必要な対応する基本式が第2のモードに使用される。

受信機のコヒーレントなOFDM変調は、受信され、ダウンコンバートされた全ての搬送波信号の位相補正を必要とする。上記補正は、チャンネル状態の評価に基づいている。以下の評価動作は、基準シンボルと、パイロットセルの評価に基づいている。

ノイズの影響を低減するため、受信された基準シンボルの値を時

間と周波数の二つのドメイン又は次元で平均化／フィルタリングすることが可能である。最終的な選択は、伝播時間変動範囲とパラメータの変化レートとによって表わされるチャンネルの挙動に依存している。

第1のモードにおいて、適切なフィルタリングを時間域（20Hzまでの遮断周波数）で行なうことが可能である。例えば、基準シンボル間の内部間隔の4倍

の長さ、又は、関連する中心ポイントから±2の内部間隔を有するフィルタを使用することができる。

時間域のフィルタリングの次に、データのシンボル／値の全部に対し必要とされる基準の値を得るため、上記値は（4個の基準ポイントを用いる）3次の補間法を利用して補間される。最後に、受信データの値は、受信された基準の値の所定の値からの偏移に従って補正される。

第1のモードにおいて、以下の方法の段階が行なわれる：

a) 基準シンボルとパイロットセルの受信された振幅の偏移 $a_{ref,k}$ と、記憶された値 $a_{ref,k}$ と $\phi_{ref,k}$ の位相 $\phi_{ref,k}$ は、以下の式：

$$r_{k,ref} = \frac{a_{k,ref}}{a_{k,ref}} ; \quad \Delta\phi_{k,ref} = \phi_{k,ref} - \phi_{k,ref}$$

によって各搬送波毎に別々に計算することが必要である。

偏移のフィルタリングによって、新しい偏移の値：

$$r'_{k,ref} = \frac{1}{2.5} (-0.25r_{k,ref-2d} + r_{k,ref-d} + r_{k,ref} + r_{k,ref+d} - 0.25r_{k,ref+2d})$$

が生じる。

$r_{ref,k}$ の代わりに値 $\Delta\phi_{k,ref}$ を用いることにより、同一の式が $\Delta'\phi_{k,ref}$ の計算に使用される。

上記フィルタリングは、≒（略）20Hzまで直線性があり、そ

の結果として、1台又は複数台のミキシング発振器、或いは、上記の値への切り換えのチャンネルレートの低周波妨害成分が含まれている。

上記フィルタリング動作は、特定の量、即ち、提案されたフィルタの場合、フレームの2/3の受信データが受信機に記憶されることを必要とする。

b) i が基準ポイント “k, ref + d” と “k, ref” の間の位置を定義するとき、3次の補間はデータシンボルの関連する補正の値 $r_{k,i}$ と $\phi_{k,i}$ の計算のため使用される。この式は以下の如く表わされる（C0...C3は、中間結果である）：

$$C_{0,k,ref} = r'_{k,ref}$$

$$C_{1,k,ref} = \frac{1}{6d} (-r'_{k,ref+2d} + 6r'_{k,ref+d} - 3r'_{k,ref} - 2r'_{k,ref-d})$$

$$C_{2,k,ref} = \frac{1}{2d^2} (r'_{k,ref+d} - 2r'_{k,ref} + r'_{k,ref-d})$$

$$C_{3,k,ref} = \frac{1}{2d^3} (r'_{k,ref+2d} - 3r'_{k,ref+d} + 3r'_{k,ref} - r'_{k,ref-d})$$

$$r_{k,i} = C_{0,k,ref} + C_{1,k,ref} \cdot (i - ref) + C_{2,k,ref} \cdot (i - ref)^2 + C_{3,k,ref} \cdot (i - ref)^3$$

$$d = 25 ; \quad ref < i < ref + d.$$

$r'_{ref,k}$ の代わりに位相の値 $\Delta' \phi_{k,ref}$ を用いることにより、同一の式が $\Delta \phi_{k,i}$ の計算に使用される。

基準シンボル法とパイロットセル法の両方の方法により得られた同一の添字を有する結果は平均化され、最終的な補正值 $r_{res,k,i}$ と $\Delta \phi_{res,k,i}$ とが得られる。

補間の精度は、フィルタリング法を用いて処理することが可能な最高周波数の場合よりも 1% 優れている。

補間に必要とされる計算の数は非常に大きい。計算の必要量を削減するため、対応して計算された補間曲線の組を受信機に記憶させることが可能である。この例の場合、記憶された曲線をアドレス指

定するデータの計算だけが必要である。必要な記憶容量は 50 キロバイトを超えるべきではない。

c) 受信データの値は以下の式：

$$a_{k,i} = \frac{\alpha_{k,i}}{r_{res,k,i}} ; \quad \phi_{k,i} = \phi_{k,i} - \Delta \phi_{res,k,i}$$

を用いて補正することができる。

第 2 のモードの場合、関連する方法の段階は、対応する方法で行なわれる。

本発明は、伝送、特に、例えば、ディジタルテレビジョン、ディジタルオーディオ又は他のデータ信号のような地上伝送に使用することが可能である。

【 图 1 】

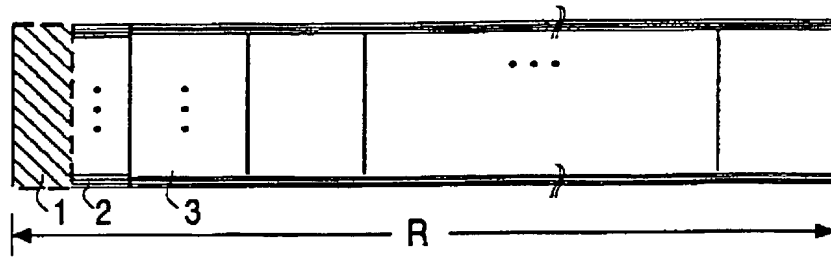


Fig.1

【 图 2 】

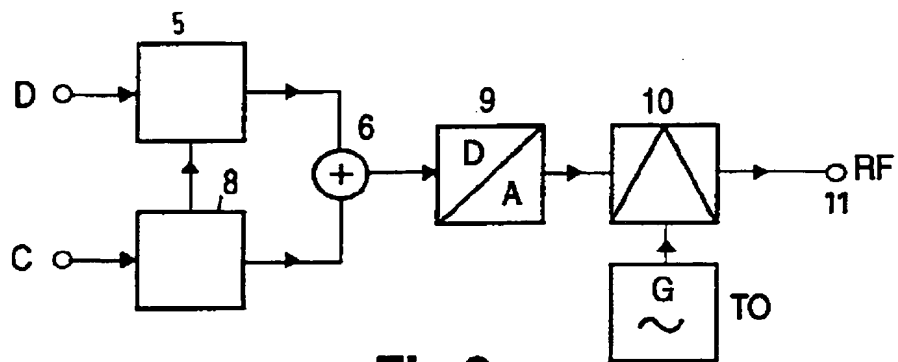


Fig.2

【 图 3 】

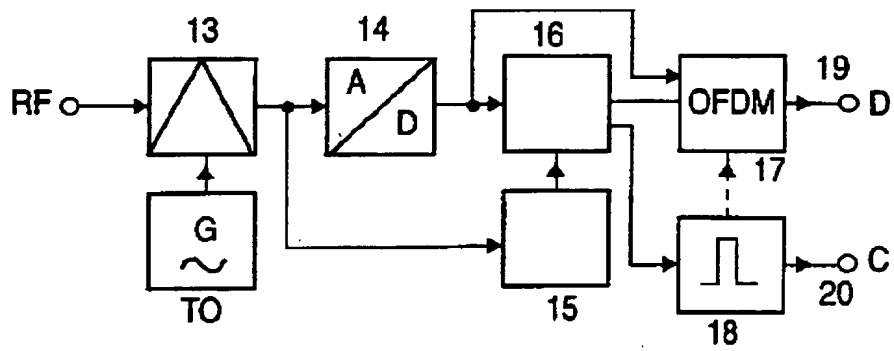


Fig.3

【 图 4 】

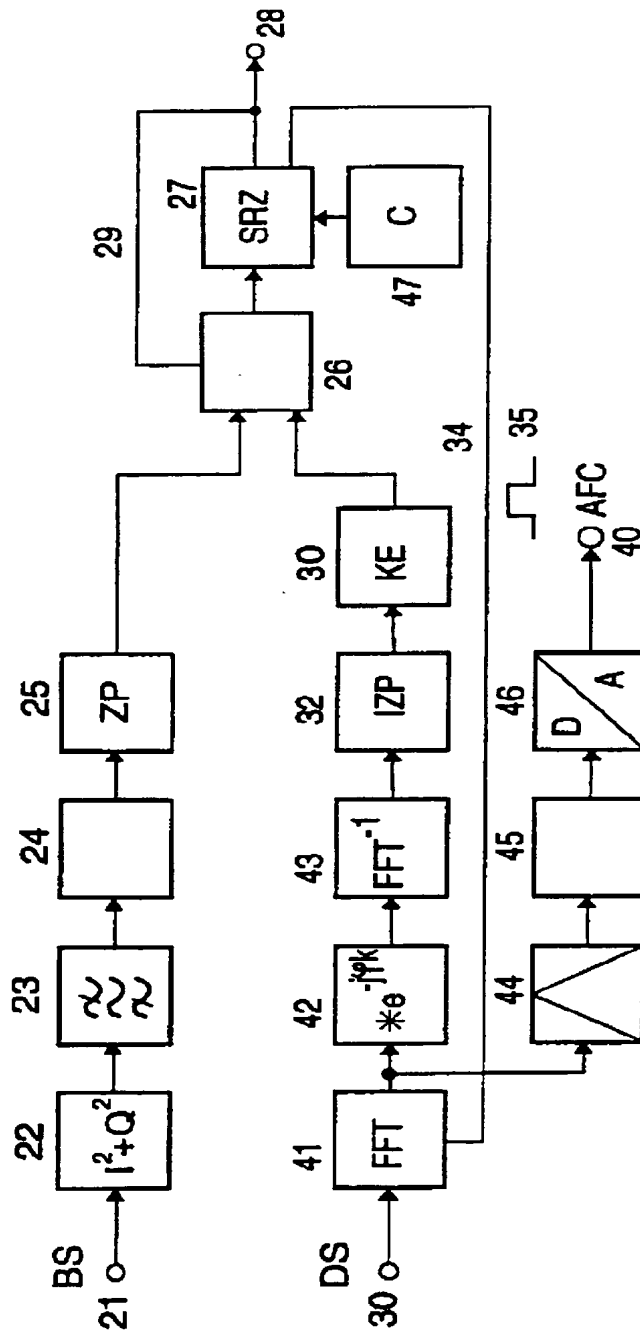


Fig.4

【 图 5 】

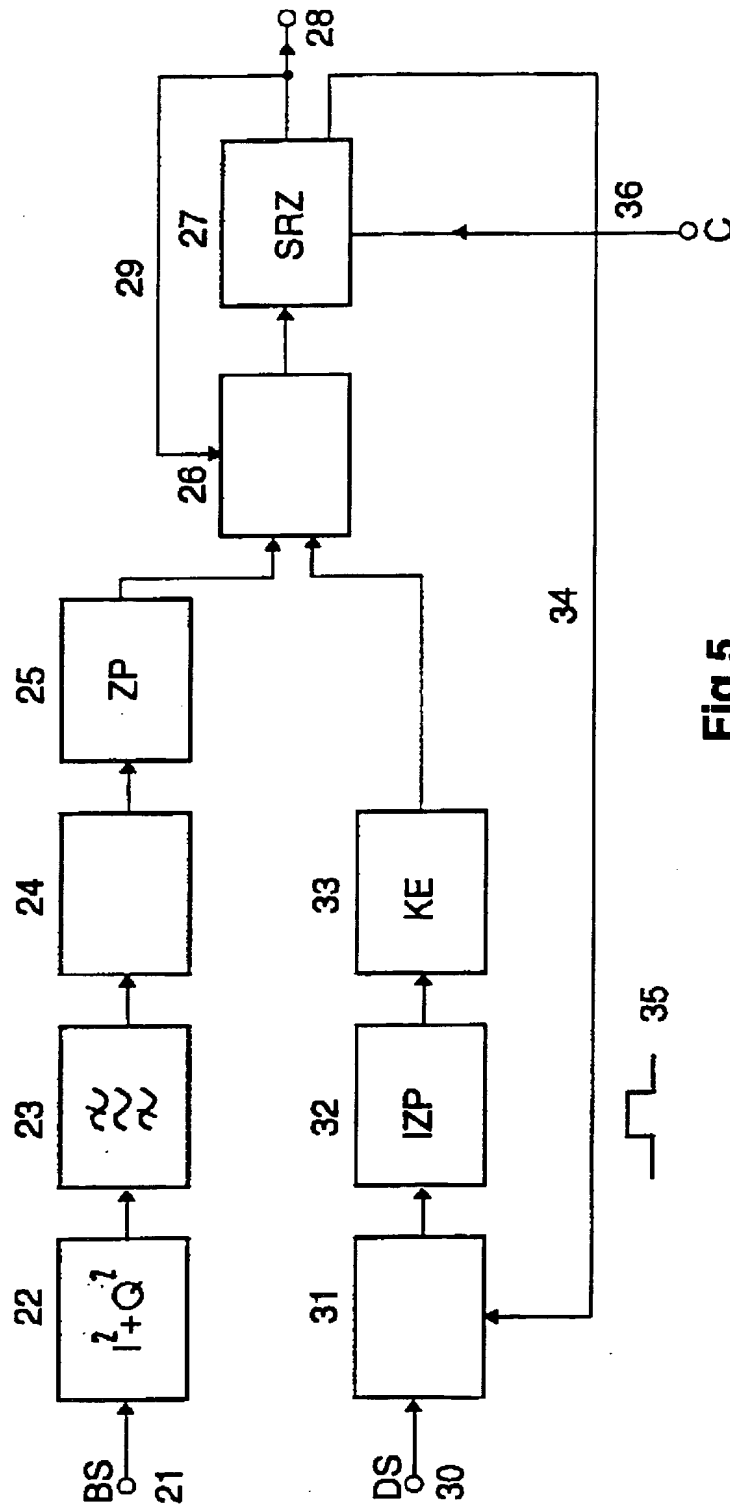


Fig.5

【 图 6 】

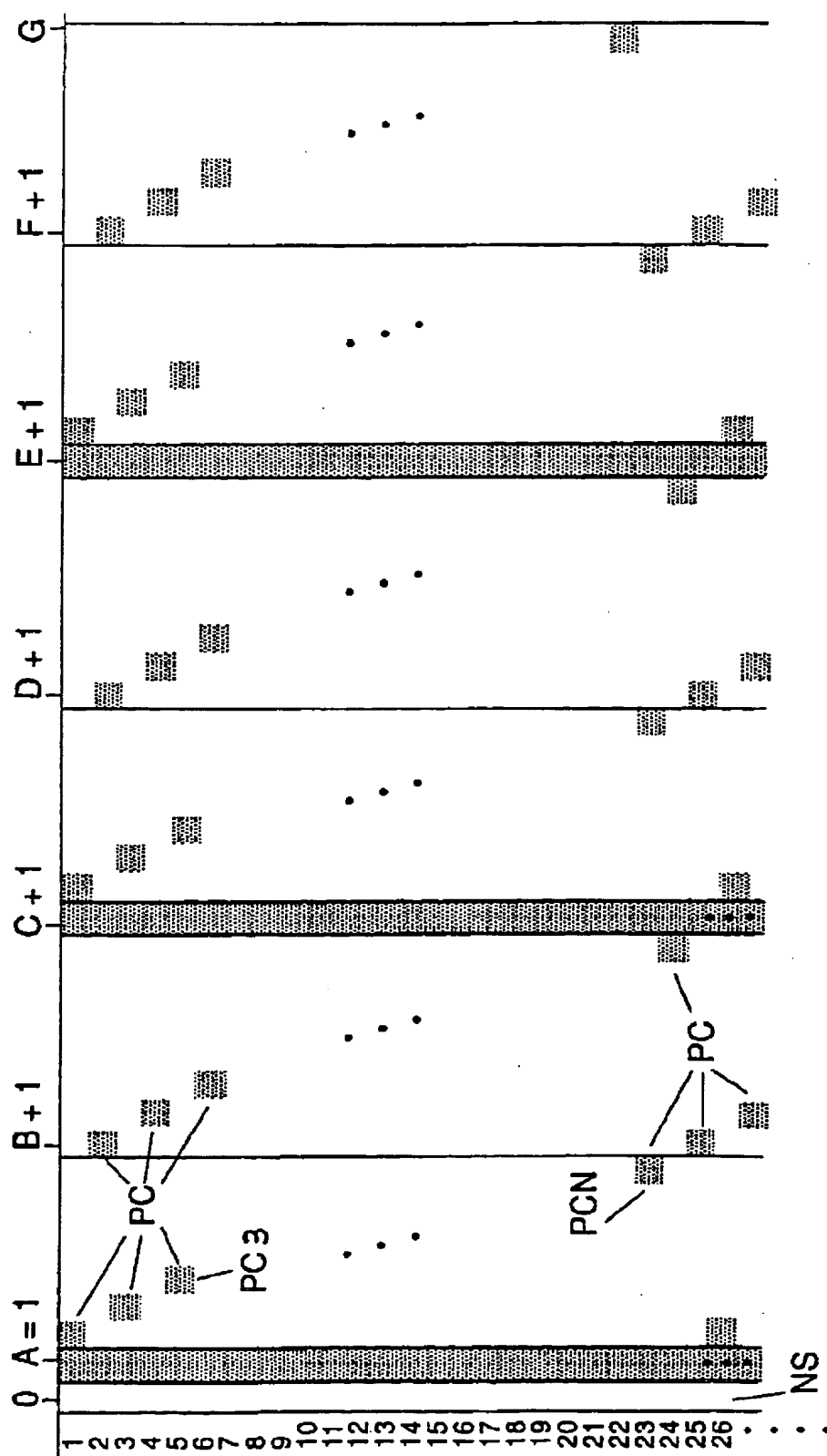


Fig.6

【 图 7 】

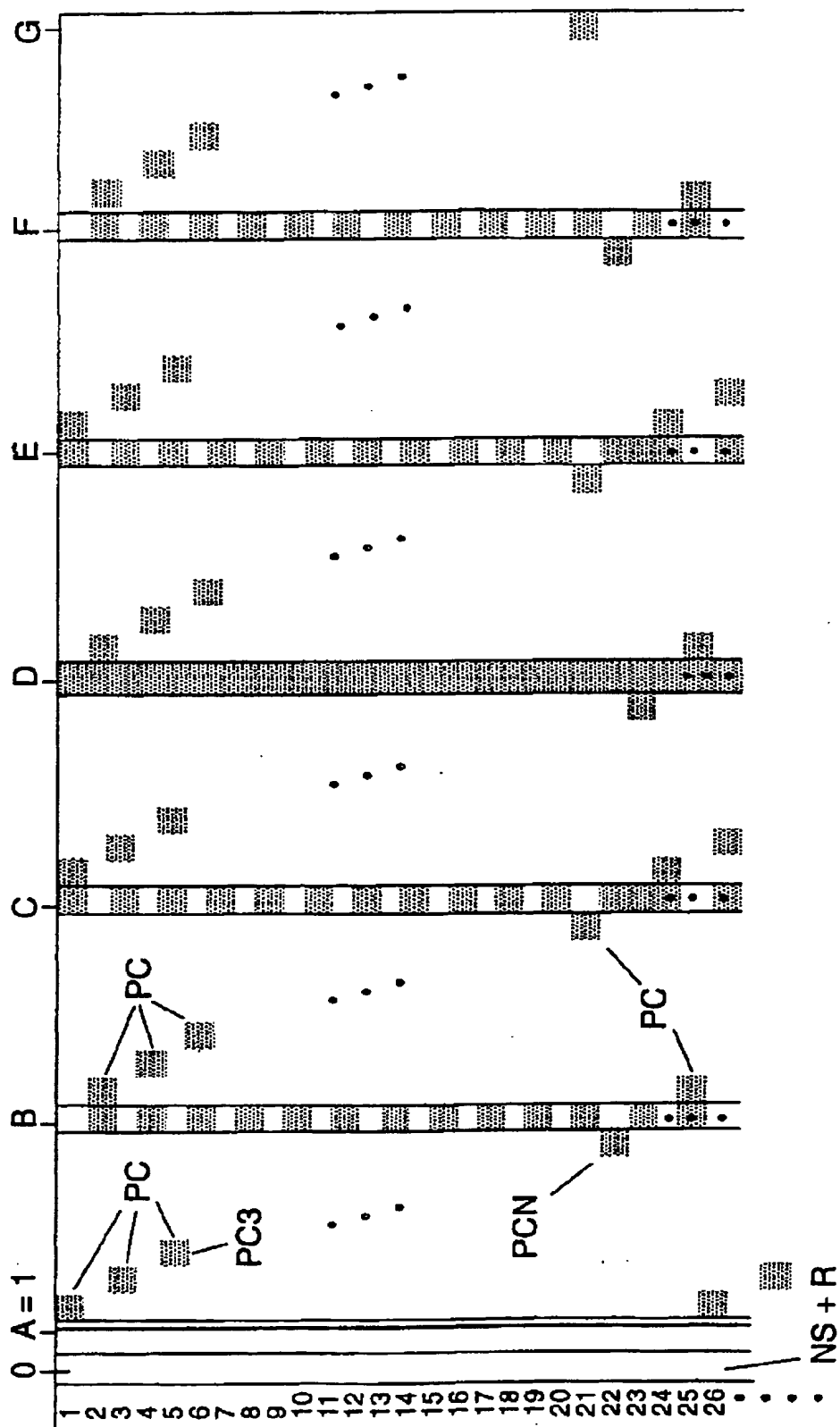


Fig.7

【 图 8 】

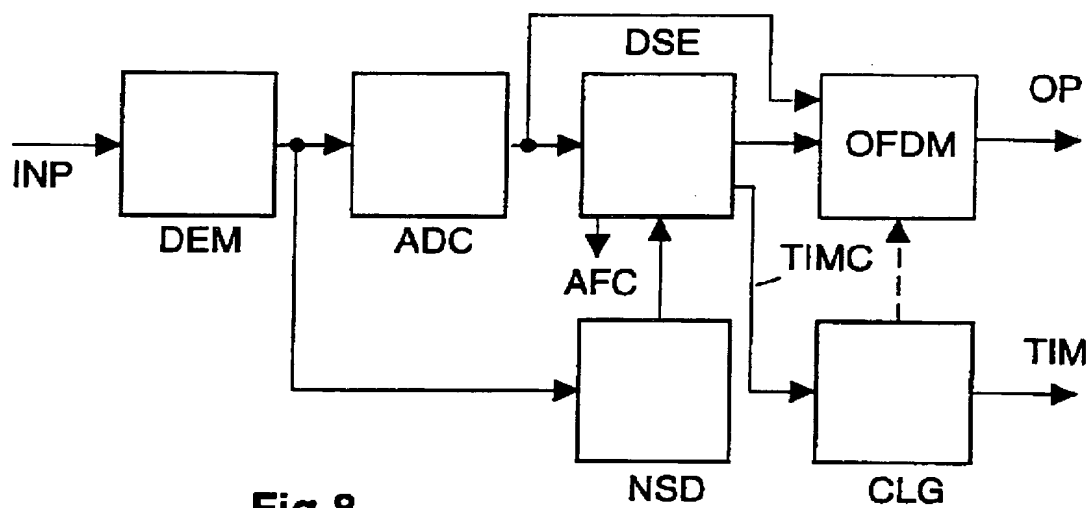


Fig.8

【 图 9 】

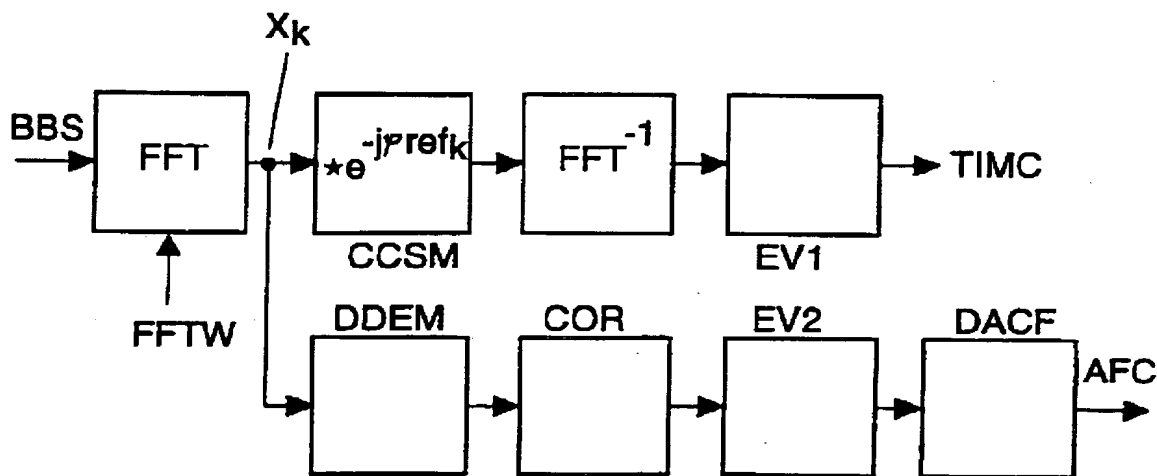


Fig.9

【 图 10 】

v	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Rc _v	0	-1	1	1	-1	1	0	1	0	-1	-1	1	1	1	0	1
lc _v	1	0	0	0	0	0	-1	0	-1	0	0	0	0	0	1	0

Fig.10

【手続補正書】特許法第184条の8

【提出日】1995年9月12日

【補正内容】

請求の範囲

1. 多重変調搬送波(1...26...)と、ゼロシンボル(NS)と、時間周波數位相基準シンボルとを用いるフレームで、CAZACシーケンスを用いて変調されたデジタル信号を伝送する方法であって、

上記CAZACシーケンスのどれよりも長い幅を有する少なくとも一つの擬似ランダムシーケンスによって変調された少なくとも一つの更なる基準シンボル(A, C+1, E+1)は、フレーム内で送信され、その結果として、受信機において、粗い同期がゼロシンボルを用いて行なわれ、同期は更なる基準シンボルの評価によって行なわれ得ることを特徴とする方法。

2. 上記更なる基準シンボルは時間周波數位相基準シンボルとして同様に使用されることを特徴とする請求項1記載の方法。

3. 多重変調搬送波(1...26...)と、ゼロシンボル(NS+R)と、時間周波數位相基準シンボルとを用いるフレームで、CAZACシーケンスを用いて変調されたデジタル信号を伝送する方法であって、

上記時間周波數位相基準シンボルは、本質的に外側の搬送波、即ち、最低及び最高の搬送波周波数に配置されたより長い幅を有する上記CAZACシーケンスのどれよりも長い幅を有する少なくとも一つの擬似ランダムシーケンス(A, B, C, D, E, F)によって変調され、その結果として、受信機において、粗い同期がゼロシンボルを用いて行なわれ、同期は時間周波數位相基準シンボルの評価によって行なわれ得ることを特徴とする方法。

4. 上記ゼロシンボル(NS+R)は、ゼロ電力を有する部分と、

上記基準シンボルとして役に立つ部分とに分割されることを特徴とする請求項1乃至3のうちいずれか1項記載の方法。

5. 上記シンボルは、QPSK又はQAM搬送波(1...26...)を用いて変調されることを特徴とする請求項1乃至4のうちいずれか1項記載の方法

6. 上記擬似ランダムシーケンスは、上記変調、好ましくは、QPSK変調の前に差分符号化されることを特徴とする請求項1乃至5のうちいずれか1項記載の方法。

7. 最大長は、場合によってはMシーケンスである上記擬似ランダムシーケンスに対し選択されることを特徴とする請求項1乃至6のうちいずれか1項記載の方法。

8. チャンネルの状態の受信端の判定と、次のチャンネルの補正のため、上記基準シンボルは、搬送波と、時間スロット又は時間シンボルとによって定められ、即ち、特定の時間間隔の間の上記搬送波の一部だけを占める更なる特別なシンボル、又は、パイロットセル(PC)と共に使用されることを特徴とする請求項1乃至7のうちいずれか1項記載の方法。

9. 上記擬似ランダムシーケンスは、高速フーリエ変換(FFT)と、差分復調(DDEM)と、相関(COR)とを用いて上記受信端で評価されることを特徴とする請求項1乃至8のうちいずれか1項記載の方法。

10. 上記評価の結果と、上記CAZACシーケンスの評価の結果は、装置内の周波数変換、及び／又は、PLL-制御された発振

器と組み合わせて動作する基準発振器の補正に使用される少なくとも一つの発振器の周波数の補正の役に立つことを特徴とする請求項9記載の方法。

11. 上記付加的に送信された擬似ランダムシーケンスは、上記装置の発振器の通常の周波数の偏移を判定し、補正するため、或いは、受信機端の周波数パターン又は上記送信機の周波数オフセットに対し上記送信機の周波数の偏移を補正するため評価されることを特徴とする請求項9又は10記載の装置。

12. 必要とされる上記発振器又は周波数変換の精度が得られた後、上記擬似ランダムシーケンスは、評価され続けるが、定められた偏移を上回らない限り影響を与えないことを特徴とする請求項11記載の方法。

13. - 受信信号(INP)を復調する復調手段(DEM)と;

- ゼロシンボル(NS, NS+R)を検出する下流ゼロ信号成分検出手段(N

SD) と ;

— 上記復調された受信信号のためのOFDM復号化手段 (OFDM) とからなり、

多重変調搬送波 (1 . . . 26 . . .) と、ゼロシンボル (NS) と、時間周波數位相基準シンボルとを用いるフレームで、CAZACシーケンスを用いて変調されたデジタル信号を復号化する装置であって、

— 上記ゼロ信号成分検出手段 (NSD) の出力信号により制御され、上記OFDM復号化手段 (OFDM) を制御し、

CAZACシーケンスのどれよりも長い幅を有する少なくとも一つの擬似ランダムシーケンスによって変調された更なる基準シンボ

ル (A , C + 1 , E + 1) 、又は、

本質的に外側の搬送波、即ち、最低及び最高の搬送波周波数に配置されたより長い幅を有する上記CAZACシーケンスのどれよりも長い幅を有する少なくとも一つの擬似ランダムシーケンス (A , B , C , D , E , F) によって変調された時間周波數位相基準信号の何れか一方を付加的に評価する上記復調された受信信号用のデジタル同期評価手段 (DSE) を更に有することを特徴とする装置。

14. 上記擬似ランダムシーケンスは、高速フーリエ変換手段 (FFT) と、差分復調手段 (DDEM) と、相関手段 (COR) とを用いて評価されることを特徴とする請求項13記載の装置。

15. 同期シンボルの区間のゼロ部分 (1) に対し信号の電力がゼロ又は実質的にゼロであるデジタル信号を、多重変調搬送波を使用し上記信号の帯域幅に亘って分散された上記同期シンボルを有するフレームで伝送する方法であって、

更なる時間区分 (2) の間に、有効シンボル長の半分に他の搬送波だけを全て使用することにより、残りの信号部分 (3) で使用された変調—特に、OFDM変調—とは異なる変調を利用し、かつ、最適な自己相関特性を有し、情報シーケンスが最低から最高に至る周波数の順序、又は、その逆の順序で上記搬送波に割り当てられた少なくとも一つのビットシーケンスは上記同期シンボルの上記信号

部分で送信され、その結果によって、粗い同期がゼロ電力を有する部分的なシンボルに基づいて受信機内で行なわれ、次いで、上記同期信号の受信信号成分の評価が上記粗い同期に基づいて行なわれ、次に、シンボルの時間間隔のより精密な判定が行なわれ得ることを特徴とする方法。

16. 上記ゼロ部分(1)の長さは、OFDMシンボル区間の略

半分に対応することを特徴とする請求項15記載の方法。

17. 最大の可能な長さよりも短い長さを有するシーケンスが選択され、繰り返し送信されることを特徴とする請求項15又は16記載の方法。

18. 多重伝送の場合に、同一の基本タイプの変形が使用され、各変形は少なくとも2回送信されることを特徴とする請求項15乃至17のうちいずれか1項記載の方法。

19. QPSK変調の場合に、上記シーケンスは一方のサブチャネル(I又はQ)だけで送信され、データシーケンスは他方のサブチャネル内で一定であることを特徴とする請求項15乃至18のうちいずれか1項記載の方法。

20. QPSK変調の場合に、上記シーケンスは両方のサブチャネル(I及びQ)で異なるサイン(0又は1)を用いて送信されることを特徴とする請求項15乃至18のうちいずれか1項記載の方法。

21. QAM又はマルチ分解能QAMの場合に、同期信号の変調は最低のレベル、即ち、QPSKベースで行なわれることを特徴とする請求項15乃至20のうちいずれか1項記載の方法。

22. 上記ゼロ部分(1)の間に、一送信機の識別のための一減少した数の搬送波は、上記受信機におけるゼロ成分の検出が著しく影響を受けないような小さい全電力で伝送されることを特徴とする請求項15乃至21のうちいずれか1項記載の方法。

23. フレーム長と、1フレーム当たり有効なシンボルの数と、サンプリングシーケンスの間の関係の最適な選択のため、OFDMシンボルの区間とは僅かに異なる長さは、(全)同期シンボルの長さを選択され、上記ゼロ成分(1)は上

記同期シンボル内で幾分短縮又は拡張されることを特徴とする請求項15乃至22のうちいずれか1項記載の方法。

24. 上記受信端で、上記同期シンボルの信号成分は、周波数域に変換され(41)、次いで、記憶された所望のシーケンスによって複素共役倍され(42)、元の時間域に変換され(43)、これにより得られたチャンネルのインパルス応答は上記シンボルの時間間隔の精密な判定(32, 30)のため使用されることを特徴とする請求項15乃至23のうちいずれか1項記載の方法。

25. 相関(45)は、上記周波数域に変換された信号と、上記記憶された所望のシーケンスとを用いて行なわれ、得られた結果は、受信機内で、例えば、ベースバンドのような別の周波数に変換された信号の周波数偏移に関する情報を表わし、周波数変換器の発振器の制御(AFC)に使用されることを特徴とする請求項24記載の方法。

26. 上記周波数域に変換された信号は、上記送信されたシーケンスの配置に対応する区分に再分され、上記個々の区分の部分的な結果は、基本シーケンスの形式に変換されかつ平均化され、上記記憶された所望のシーケンスの基本形式との相関が行なわれ、得られた結果は、上記受信機内で変換された信号の周波数偏移に関する情報を表わし、上記受信機端で上記周波数変換器の発振器の制御(AFC)に使用されることを特徴とする請求項24又は25記載の方法。

27. 個別の搬送波の各々に対し定められた上記同期シンボルの位相の値は、上記搬送波上に変調された(以下の)有用な情報の基準の値として差分変調/復調(44)の際に使用され、或いは、コヒーレント変調/復調の場合に、上記同期シンボルの所定の所望の位相角からの偏移は、上記有用な情報の続いて定められた位相角の補正のため使用されることを特徴とする請求項24乃至26のうちいずれか1項記載の方法。

28. 上記同期シンボルに含まれていない搬送波の基準及び補正の値は、隣接する搬送波の基準及び補正の値から補間によって得られることを特徴とする請求項24乃至27のうちいずれか1項記載の方法。

29. ー 信信号(RF)を復調する復調手段(13, TO)と;

- ゼロ部分 (1) を検出する下流ゼロ信号成分検出手段 (1 5) と ;
- 記復調された受信信号の O F D M 復号化手段 (O F D M) とからなり ;

多重変調搬送波を使用し信号の帯域幅に亘って分散された同期シンボルを有するフレームで伝送され、上記同期シンボルの区間のゼロ部分 (1) に対し電力がゼロ又は実質的にゼロであるデジタル信号を復号化する装置であって :

- 上記ゼロ信号成分検出手段 (1 5) の出力信号によって制御され、上記 O F D M 復号化手段 (1 7) を制御 (1 8) するデジタル同期評価手段 (1 6) を更に有し、

上記同期シンボル信号成分は、上記同期評価手段 (1 6) の F F T 回路 (4 1) において周波数域に変換され、次いで、上記装置内に記憶された所望のシーケンスによって更なる回路段 (4 2) で複

素共役倍され、高速フーリエ逆変換 ($F F T^{-1}$) 段 (4 3) で元の時間域に変換され、得られたチャンネルのインパルス応答は、上記シンボルの時間域の精密な判定 (3 2 , 3 0) のため使用されることを特徴とする装置。

3 0 . 同期シンボルの区間のゼロ部分 (1) に対し信号の電力がゼロ又は実質的にゼロであるデジタル信号を、多重変調搬送波を使用し上記信号の帯域幅に亘って分散された上記同期シンボルを用いるフレームで伝送する方法であって :

更なる時間区分 (2) の間に、定められた時間的シーケンスを有し、中心に置かれた搬送波上に変調され、最適な自己相関特性を有する少なくとも一つのシーケンスを含むビットフォーメーションを送信することにより、残りの信号部分 (3) で使用された変調 - 特に、O F D M 変調 - とは異なる変調を利用し、かつ、上記ビットの間のスペーシングは、O F D M シンボルのサンプリング又はオーバーサンプリングの際に使用される時間間隔、或いは、上記時間間隔の倍数に対応することを特徴とする方法。

3 1 . 一つのシーケンスは、上記 O F D M シンボルの長さの略 4 分の 1 に対応することを特徴とする請求項 3 0 記載の方法。

3 2 . 上記シーケンスは 2 回送信され、好ましくは、5 1 2 - 1 の長さを有することを特徴とする請求項 3 0 又は 3 1 記載の方法。

33. 上記シーケンスのビットの間のスペーシングは、上記OFDMシンボルのオーバーサンプリングに使用される時間間隔の値の n 倍に対応し、或いは、上記シーケンスの値は、各々の場合に、定められたサンプリングシーケンスで n 回連続的に送信されることを特徴とする請求項30乃至32のうちいずれか1項記載の方法。

34. 受信端において、上記同期シンボル信号成分は記憶された所望のシーケンスと相関させられ(31)、得られた結果は、受信機において、例えば、ベースバンドのような別の周波数に変換された上記信号の周波数偏移に関する情報を表わし、上記受信機の周波数変換器の発振器を制御(AFC)するため、上記相関に使用された変化のない上記シーケンスで行なわれたサンプリングの n 番目毎の値に限り使用され、或いは、 n 番目毎に得られた値だけが使用される場合に、 n 回の相関は1乃至 n 個のサンプリング間隔だけオフセットされたシーケンスを用いて受信機内で実行され、最高のピークの値を有する結果だけが更に使用されることを特徴とする請求項30乃至33のうちいずれか1項記載の方法。

35. 上記相関は1乃至 n 個のサンプリング間隔だけオフセットしたシーケンスで実行され、 n 番目毎に得られた値だけが使用される場合に、 n 回の相関の結果は平均化される(32)ことを特徴とする請求項34記載の方法。

【 国 際 調 査 報 告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		Inter. Appl. Application No PCT/EP 94/02884
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 6 H04L5/06		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 6 H04L		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data bases consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	EP,A,0 529 421 (DAIMLER-BENZ) 3 March 1993 see abstract; figures see page 3, line 42 - page 6, line 45 ---	1,3-6,8, 9,11,14, 21,23
A	EP,A,0 441 731 (ETAT FRANÇAIS) 14 August 1991 see abstract; figures 2-4,6 see page 3, line 48 - page 4, line 13 --- -/-	1,5,6,27
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.		
* Special categories of cited documents : "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another claim or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art. "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 6 December 1994		Date of mailing of the international search report 10.01.95
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax (+31-70) 340-3016		Authorized officer SCRIVEN, P

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Int. Application No

PCT/EP 94/02884

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	IEEE Global Telecommunications Conference, 6-9 December 1992, Orlando, US; IEEE, New York, US, 1992; pages 1694 - 1698, Saito et al: "A digital modulation method for terrestrial digital TV broadcasting using trellis coded OFDM and its performance" see figure 3 see page 1695, left column, paragraph 2 ----	1,5,6
A	EP,A,0 549 445 (THOMSON-CSF) 30 June 1993 see abstract; figures 1,2 ----	1,5,6
A	WO,A,85 03180 (TELEBIT) 18 July 1985 see abstract; figures 2,10 -----	1,14

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

 International Application No
 PCT/EP 94/02884

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP-A-0529421	03-03-93	DE-A- 4128713	04-03-93
EP-A-0441731	14-08-91	FR-A- 2658016 US-A- 5274629	09-08-91 28-12-93
EP-A-0549445	30-06-93	FR-A- 2685839 CA-A- 2086295	02-07-93 27-06-93
WD-A-8503180	18-07-85	AU-B- 560098 AU-A- 2491084 EP-A, B 0167531	26-03-87 30-07-85 15-01-86

フロントページの続き

(31)優先権主張番号 9 4 1 0 4 1 5 6 . 8

(32)優先日 1994年 3 月17日

(33)優先権主張国 欧州特許機構 (EP)

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, DE,
DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT, LU, M
C, NL, PT, SE), CN, JP, US

(72)発明者 ラーブス, ユルゲン
ドイツ連邦共和国, デー-30982 パテン
ゼン, ツェーレンドルファー・シュトラ
セ 60番

【要約の続き】

る。